

<CN 1368789A>

Application No.: 2001102605

Application Date: February 2, 2001

Publication No.: 1368789

Publication Date: September 11, 2002

Applicant: Concave-Convex Science & Technology International Co., Ltd.

Inventors: Lin Yonglin

Title High-effiicent adaptive DC/AC converter

<Abstract>

This invention provides a power switching network for CCFL by using a high-efficient null-voltage switching technology to eliminate the switching loss of MOSFET. The best sweep frequency technology is used in the ignition of CCFL considering the parasitic capacitance in the resonance tank circuit. Said circuit is self-learning style available to determine the best working frequency of given load circuit. This invention also provides over-voltage protection circuit to insure the protection of circuit elements as the light is turned on.

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H02M 7/537

H05B 41/14

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01102605.7

[43] 公开日 2002 年 9 月 11 日

[11] 公开号 CN 1368789A

[22] 申请日 2001.2.2 [21] 申请号 01102605.7

[71] 申请人 凹凸科技国际股份有限公司

地址 开曼群岛大开曼

[72] 发明人 林永霖

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

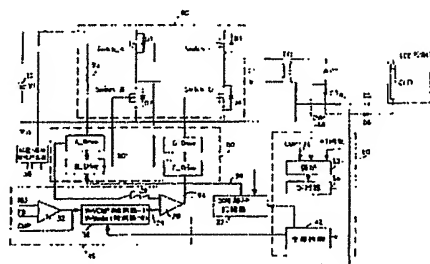
代理人 蹇 伟

权利要求书 7 页 说明书 14 页 附图页数 11 页

[54] 发明名称 高效率可适型直流/交流转换器

[57] 摘要

本发明提供一种冷阴极荧光灯 (CCFL) 电源转换电路, 其使用一高效零电压切换技术, 该技术消除了有关功率 MOSFET 的切换损耗, 通过考虑在谐振槽电路中的寄生电容而将一最佳扫频技术应用于 CCFL 点火中。另外, 该电路为自学习型并可适用于决定用于具有给定负载的电路的最佳工作频率。本发明也提供了一过电压保护电路以确保电路元件在开灯状态下受到保护。



ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版

权 利 要 求 书

1、一种直流/交流转换器电路，用以可控制地将功率输送至一负载，该电路包含：一输入电压源；被选择地连接至该电压源的第一多个重叠开关及第二个重叠开关，该第一多个开关定义第一导通路径，第二多个开关定义第二导通路径；产生一脉冲信号的脉冲产生器；接收该脉冲信号并用于控制该第一及第二多个开关的导通状态的驱动电路；一具有一次侧及二次侧的变压器，所说一次侧以交替方式通过所说第一导通路径或第二导通路径选择性地连接至该电压源；一连接至所说变压器的所说二次侧的负载；及在所说负载及驱动电路之间的反馈环电路，该反馈环电路提供指示被施加至所说负载的功率的反馈信号；其中所述驱动电路交替第一及第二多个开关的导通状态，控制在第一多个开关中的开关的重叠时间，及控制在第二多个开关中的开关的重叠时间，以至少部分基于反馈信号及脉冲信号将电压源连接至所说一次侧。

2、如权利要求 1 所述的电路，其中所述输入电压源包括一直流电压。

3、如权利要求 1 所述的电路，其中所述的驱动电路产生：
来自所述脉冲信号的第一互补脉冲信号；及
一斜波信号；

其中该脉冲信号被供给至所说第一多个的开关的第一个开关，以控制其导通状态，该斜波信号与至少该反馈信号相比，以产生第二脉冲信号，该第二脉冲信号被供给至第一多个开关的第二个并控制其导通状态，其中该第一多个开关的第一及第二个开关的导通状态间存在一可控制的重叠状态；该驱动电路还基于该第二脉冲信号产生第二互补脉冲信号；其中该第一及第二互补脉冲信号分别控制所说第二多个开关的第一及第二个开关的导通状态，其中存在该第

二多个开关的第一及第二个开关的导通状态间存在一可控制的重叠状态。

4、如权利要求 3 所述的电路，其中所述第一及第二多个开关由 MOSFET 晶体管组成。

5、如权利要求 4 所述的电路，其中每个所述晶体管还包括一本征开关，与每一电晶体晶体管并联并相对于所说电压源呈反向偏压，每一本征开关用以通过当所述晶体管在非导通状态时，完成在电压源与一次侧间的导通路径，来放出储存于变压器一次侧的能量。

6、如权利要求 5 所述的电路，其中所述的本征开关由二极管组成。

7、如权利要求 3 所述的电路，其中所述脉冲信号及第一互补脉冲信号间的相差大约为 180 度；所述第二脉冲信号及第二互补脉冲信号间的相差大约为 180 度，使得在第一导通路径及第二导通路径之间不会出现短路状态。

8、如权利要求 7 所述的电路，其中所述第一多个开关及第二多个开关的导通状态决定输送至负载的功率。

9、如权利要求 3 所述的电路，其中所述反馈控制环路包含第一比较器，用以将一基本信号与该反馈信号相比较并产生第一输出信号，及第二比较器，用以比较该第一输出信号与所述斜波信号并基于该第一输出信号及斜波信号的交叉点，而产生所说第二脉冲信号。

10、如权利要求 9 所述的电路，其中所述负载反馈信号为流经该负载的电流的测量值。

11、如权利要求 9 所述的电路，还包含接收该反馈信号并产生一触发信号的电流检测电路；所述反馈环电路还包含一在该第一及第二比较器之间的开关电路，该开关电路接收该触发信号并基于该触发信号的值，而产生所说第一输出信号或一预定的最小信号。

12、如权利要求 9 所述的电路，其中所述的基准信号通过一基

准信号产生器产生，并表示想要输送至负载的功率。

13、如权利要求 9 所述的电路，还包含一过电流保护电路，该保护电路接收所述反馈信号并基于该反馈信号的值控制所说的脉冲产生器；及一过电压保护电路，其接收来自所说负载上的电压信号与所说第一输出信号，并比较该负载上的电压信号与第一输出信号，且基于来自负载上的电压信号值控制该脉冲产生器。

14、如权利要求 1 所述的电路，其中所述的脉冲产生器包含一可编程的脉冲频率产生器电路，并被编程以具有 50%任务周期的脉冲频率的来初始化所说的转换器电路，并以一预定频率起始，以一预定速率及预定步骤向下扫频所说频率。

15、如权利要求 1 所述的电路，其中所述的负载包含一个或多个冷阴极萤光灯（CCFL）。

16、如权利要求 1 所述的电路，其中所述的一次侧包含一具有一电感器及一电容器的谐振槽电路。

17、如权利要求 1 所述的电路，其中所述的二次侧包含一与一电感器并联的分压器电路，该电感器与所说负载并联。

18、一种转换器电路，用以将功率输送至一 CCFL 负载，该电路包含：

一电压源；

一具有一次侧及二次侧的变压器；

第一对开关及第二对开关，其分别定义在所说电压源及一次侧之间的第一及第二导通路径；

一连接至该二次侧的 CCFL 负载电路；

一产生脉冲信号的脉冲产生器；

一连接至所说负载产生反馈信号的反馈电路；及

驱动电路，其接收该脉冲信号及反馈信号并基于该脉冲信号及反馈信号，连接该第一对开关或第二对开关至该电压源及一次侧，

以将功率输送至该 CCFL 负载。

19、如权利要求 18 所述的电路，其中所述的脉冲信号具有一预定频率；所说驱动电路包含一第一，第二，第三及第四驱动电路；所说第一对开关包含第一及第二晶体管，所说第二对开关包含第三及第四晶体管；该第一，第二，第三及第四驱动电路分别连接至该第一，第二，第三及第四晶体管的控制线；该脉冲信号被施加至第一驱动电路，使得该第一晶体管依据该脉冲信号而被切换，该第三驱动电路基于该驱动信号产生第一互补脉冲信号及一斜波信号，并将该第一互补脉冲信号提供给第三晶体管，使得第三晶体管依据第一互补脉冲信号而被切换；比较该斜波信号及该反馈信号，以产生第二脉冲信号，该第二脉冲信号被提供给该第二驱动电路，使得第二晶体管依据第二脉冲信号而被切换；该第四驱动电路基于该第二脉冲信号产生第二互补脉冲信号并将该第二互补脉冲信号提供给第四晶体管，使得第四晶体管依据该第二互补脉冲信号而被切换；其中该第一、第二晶体管及第三、第四晶体管分别同时导通，以控制输送至负载的功率量。

20、如权利要求 18 所述的电路，其中所述的脉冲信号及第一互补脉冲信号大约为 180 度相差，该第二脉冲信号及该第二互补信号大约为 180 度相差，且该脉冲信号及第二脉冲信号被控制以沿着该第一导通路径输送功率，及该第一互补信号及第二互补信号被控制以沿着第二导通路径输送功率。

21、如权利要求 19 所述的电路，其中所述的反馈电路包含第一比较器，其用以将所述反馈信号与基准信号相比较并产生第一输出信号；及第二比较器，其用以将该第一输出信号与所述斜波信号相比较并基于该第一输出信号及斜波信号的交叉点，而产生所述的第二脉冲信号。

22、如权利要求 21 所述的电路，其中所述的基准信号由一基准

电压产生器所产生，并指示想要输送至负载的功率。

23、如权利要求 21 所述的电路，还包含一过电压保护电路，其连接至所说负载与脉冲产生器，该过电压保护电路接收负载上的电压作为输入，并基于来自负载上的电压的值控制该脉冲产生器。

24、如权利要求 23 所述的电路，其中所述的过电压保护电路包含一比较器，用以比较在负载上的电压信号与所说第一输出信号，并产生一控制信号至所说脉冲产生器，以控制由脉冲产生器所输送的功率。

25、如权利要求 24 所述的电路，其中所述的过电压保护电路还包含一定时器电路，其中所说控制信号被由该定时器电路所产生的预定时间所控制。

26、如权利要求 21 所述的电路，还包含一过电流保护电路，其连接至所述脉冲产生器并接收该反馈信号作为输入，且基于该反馈信号的值控制该脉冲产生器。

27、如权利要求 19 所述的电路，其中所述的第一及第三晶体管彼此串联连接并与所说电压源和一次侧并联，所述第二及第四晶体管彼此串联连接并与该电压源及一次侧并联。

28、如权利要求 19 所述的电路，还包含与所述每一晶体管并联的一本征开关，该本征开关允许能量在每一晶体管被切换至导通前，从一次侧通过第一或第二导通路径流过。

29、如权利要求 18 所述的电路，其中上述的一次侧定义具有一单一谐振工作频率的谐振槽电路。

30、如权利要求 19 所述的电路，其中所述第一及第三驱动电路由图腾柱电路组成，且所述第二及第四驱动电路从由包含开机电路、高侧驱动电路或移位电路组成的组中选出。

31、如权利要求 19 所述的电路，其中所述的第二及第四驱动电路还包含一反相器，用以分别产生第一及第二互补脉冲信号。

32、如权利要求 31 所述的电路，其中所述的第二驱动电路还包含一锯齿波产生电路，用以产生所述斜波信号，该锯齿波信号具有与所说脉冲信号匹配的频率。

33、如权利要求 21 所述的电路，还包含一触发器电路，其连接至所述第二脉冲信号并仅当第三晶体管切换至导通状态时，将该第二脉冲信号提供给所说第二驱动电路。

34、如权利要求 18 所述的电路，还包含一锁相环电路（PLL）电路，其具有来自一次侧的第一输入信号及使用所述反馈信号的第二输入信号，该 PLL 电路送出一控制信号至所说脉冲产生器，用以基于该第一及第二输入间的相差控制该脉冲信号的脉宽。

35、一种用以控制一零电压切换电路、以将功率输送至一负载的方法，该方法包含的步骤有：

提供一直流电压源；

连接定义第一导通路径的第一及第二晶体管及定义第二导通路径的第三及第四晶体管至该电压源及一变压器的一次侧；

产生一具有预定脉宽的脉冲信号；

连接一负载至该变压器的二次侧；

由该负载产生一反馈信号；及

控制该反馈信号及脉冲信号，以决定该第一、第二、第三及第四晶体管的导通状态。

36、如权利要求 35 所述的方法，还包含定时各晶体管的导通，使得该第一及第三晶体管不同时导通，及第二及第四晶体管不同时导通的步骤。

37、如权利要求 35 所述的方法，还包含的步骤有：

产生第一及第二互补信号；

产生一斜波信号；

比较该斜波信号与所述反馈信号，并产生第二脉冲信号；

向所述第一晶体管提供所述脉冲信号以控制其导通状态，并向所述第二晶体管提供第二脉冲信号以控制其导通状态；

向所述第三晶体管提供第一互补信号以控制其导通状态，向所述第四晶体管提供第二互补信号以控制其导通状态；及

控制该第一、第二晶体管及第三、第四晶体管的同时导通，以向所述一次侧输送功率。

38、如权利要求 37 所述的方法，还包含的步骤有：

将所述反馈信号与一基准信号相比较，并基于此产生第一输出信号；及

将该第一输出信号与所说斜波信号相比较并产生所说第二脉冲信号。

39、如权利要求 35 所述的方法，还包含基于所说负载上的电压信号控制所说脉冲产生器的步骤。

40、如权利要求 35 所述的方法，还包含基于所述反馈信号控制所述脉冲产生器的步骤。

41、如权利要求 35 所述的方法，还包含的步骤有：

提供指示该一次侧上的电压的第一信号，及指示经所说负载流向一锁相电路的电流的第二信号；

锁定该第一及第二信号间的相位并基于此产生一控制信号；及

向所述脉冲产生器提供该控制信号，以基于该第一及第二信号间的相差调节所说脉冲信号的脉宽。

42、如权利要求 37 所述的方法，其中所述将第一输出信号与斜波信号比较并产生所说第二脉冲信号的步骤还包含基于该斜波信号与该第一输出信号的交叉点而产生该第二脉冲信号的步骤。

说明书

高效率可适型直流/交流转换器

本发明关于直流至交流功率转换器电路。更明确地说，本发明提供一高效控制器电路，该控制器电路使用一零电压切换技术来调整输送至负载的功率。本发明一般用于驱动一个或多个冷阴极荧光灯（CCFL）的电路，但是，本专业技术人员可以得知，本发明可以用于任何需要高效率及精确功率控制的负载。

图 1 描绘一传统 CCFL 电源系统 10。该系统大体包含一电源 12，一 CCFL 驱动电路 16，一控制器 14，一反馈环路 18，及一个或多个与 LCD 控制板 20 相关联的灯 CCFL。电源 12 向电路 16 提供直流电压，并通过晶体管 Q3 由控制器 14 所控制。电路 16 为一自谐振电路，已知为罗伊电路（Royer circuit）。基本上，电路 16 为一自振荡直流至交流转换器，其谐振频率由 L1 及 C1 所决定，N1 至 N4 指示变压器绕组及绕组的匝数。在工作中，晶体管 Q1 及 Q2 交替地导通并分别切换绕组 N1 及 N2 上的输入电压。若 Q1 导通，则输入电压置于绕组 N1 上。具有相对极性的电压将被置于其它的绕组上。N4 中的感应电压使得 Q2 的基极为正，且 Q1 由集电极和发射极间的很低的电压降而导通。N4 的感应电压也使 Q2 保持在截止状态。Q1 导通，直到 TX1 铁心中的磁通达到饱和为止。

饱和时，Q1 的集电极电压快速上升（至由基极电路所决定的值），且变压器中的感应电压快速下降。Q1 进一步被拉离饱和，且 V_{CE} 上升，造成 N1 上的电压进一步下降。基极驱动中的损失造成 Q1 截止，其随后又引起铁心中的磁通略微下降并于 N4 中感应一电流以导通 Q2。N4 中的感应电压使 Q1 保持在饱和导通状态，直到铁心在相反方向饱和，接着产生一类似逆过程，以完成切换循环。

虽然反相器电路 16 由相当少的元件构成，但其适当的工作取决于晶体管及变压器的非线性的复杂的相互作用。另外，C1，Q1 及 Q2 的变化（典型地为 35%容差）使电路 16 不适用于并联变压器配置，因为电路 16 的任一复制都会产生附加的不希望的工作频率，该频率可能在某些谐波处谐振。当应用至 CCFL 负载时，此电路会在 CCFL 中产生明显的不希望的“拍动”效应。即使公差几乎匹配，但因为电路 16 以自谐振模式工作，所以拍动效应并不能被除去，因为电路中的任一复制都将会有其本身特有的工作频率。

在美国专利第 5,430,641；5,619,402；5,615,093；5,818,172 号中可找到一些其它的驱动系统。这些对比文件均具有低效率、两级功率转换，变频操作，及/或与负载有相关性的缺点。另外，当负载包含 CCFL 及组件时，会引入寄生电容，从而影响 CCFL 本身的阻抗。为了有效设计一适当工作的电路，必须包括考虑到用于驱动 CCFL 负载的寄生阻抗来设计该电路。这种努力不但费时、昂贵，而且，当处理不同负载时，也很难找到一最佳的转换器设计。因此需要克服这些缺点并提供一电路解决方法，该电路具有高效率、CCFL 的可靠点火，与负载无关的功率调整及单一频率功率转换的特点。

因此，本发明提供一用以驱动负载的最佳系统，它取得了对于各种 LCD 控制板负载的最佳工作，由此提高了系统的可靠性。

广义地说，本发明提供一直流/交流转换器电路，用以可控制地将功率传送至负载，其包含一输入电压源；可选择地连接至该电压源的第一多个重叠开关及第二多个重叠开关，该第一多个重叠开关定义第一导通路径，该第二多个重叠开关定义第二导通路径。提供一脉冲产生器用以产生一脉冲信号。驱动电路接收该脉冲信号并控制该第一及第二多个开关的导通状态。提供具有一次侧及二次侧的一变压器，该一次侧以交替方式可选择地通过第一导通路径或者第二导通路径连接至该电压源。负载连接至变压器的二次侧。在负载

及驱动电路之间具有一反馈环电路，该反馈电路提供指示施加于负载的功率的反馈信号。该驱动电路的第一及第二多个开关处于交替导通状态，且轮换第一多个开关中的开关的重叠时间及第二多个开关中的开关的重叠时间，以至少部分基于反馈信号及脉冲信号将电压源连接至一次侧。

建立驱动电路以由脉冲信号产生第一互补脉冲信号，并由脉冲信号产生斜波信号。该脉冲信号施加至该第一多个开关的第一个，以控制其导通状态，该斜波信号至少与该反馈信号相比以产生第二脉冲信号，而一可控制导通重叠状态存在于第一多个开关的第一及第二开关的导通状态之间。第二脉冲信号施加于第一多个开关的第二个开关并控制其导通状态。该驱动电路还基于该第二脉冲信号产生一第二互补脉冲信号，其中第一及第二互补脉冲信号分别控制第二多数开关的第一及第二开关的导通状态。同样地，一可控制导通重叠状态存在于第二多个开关的第一及第二开关的导通状态之间。

就方法而言，本发明提供一种用以控制一零电压切换电路以向负载输送功率的方法，该方法包含的步骤有：

提供一直流电压源；连接定义第一导通路径的第一及第二晶体管及定义第二导通路径的第三及第四晶体管至电压源及一变压器的一次侧；产生一具有预定脉宽的脉冲信号；连接一负载至该变压器的二次侧；由负载产生一反馈信号；及控制该反馈信号及脉冲信号，以决定该第一、第二、第三及第四晶体管的导通状态。

在第一实施例中，本发明提供一转换器电路，用以输送功率至一 CCFL 负载上，其包含一电压源，一具有一次侧及二次侧的变压器，分别定义电压源及一次侧之间第一及第二导通路径的第一对开关及第二对开关，一连接至该二次侧的 CCFL 负载电路，产生一脉冲信号的脉冲产生器，一连接至该负载产生一反馈信号的反馈电路，及驱动电路，该驱动电路接收该脉冲信号及反馈信号并基于该脉冲

信号及反馈信号，连接第一对开关或第二对开关至电压源及一次侧，以将功率输送至该 CCFL 负载。

另外，该第一实施例提供一脉冲产生器，其产生具有预定频率的脉冲信号。所说驱动电路包含第一、第二、第三及第四驱动电路；该第一对开关包含第一及第二晶体管；第二对开关包含第三及第四晶体管。该第一、第二、第三及第四驱动电路分别连接至第一、第二、第三及第四晶体管的控制线。该脉冲信号施加至该第一驱动电路，使得第一晶体管依据该脉冲信号而导通或截止。第三驱动电路基于脉冲信号，而产生第一互补脉冲信号及一斜波信号，并将该第一互补脉冲信号供给所述第三晶体管，使得第三晶体管依据该第一互补脉冲信号而导通或截止。将斜波信号与反馈信号相比较，以产生第二脉冲信号。该第二脉冲信号施加至第二驱动电路，使得该第二晶体管依据第二脉冲信号而导通或截止。第四驱动电路基于第二脉冲信号产生一第二互补脉冲信号，并将该第二互补脉冲信号提供给第四晶体管，使得第四晶体管依据该第二互补脉冲信号而导通或截止。在本发明中，第一、第二晶体管以及第三、第四晶体管的分别同时导通控制了被输送至负载的功率量。产生重叠一控制量的脉冲信号及第二脉冲信号，因此，沿着第一导通路径输送功率至负载。因为第一及第二互补脉冲信号分别由该脉冲信号及第二脉冲信号产生，所以产生的第一及第二互补脉冲信号也重叠一控制量，功率以在第一和第二导通路径间交替的方式沿着第二导通路径被输送至负载。

同时，产生的该脉冲信号及第一互补脉冲信号相位差约为 180 度，且产生的该第二脉冲信号及第二互补信号相差也大约为 180 度，这样就可以避免第一及第二导通路径间的短路状态。

除了第一实施例中提供的转换器电路外，第二实施例包含一连接至该第二脉冲信号的触发器电路，其只有当第三晶体管切换为导

通状态时，触发第二脉冲信号至第二驱动信号。另外，第二实施例包含一锁相环（PLL）电路，其具有一来自一次侧的第一输入信号和使用所说反馈信号的第二输入信号。PLL 电路比较此两信号间的相差，并向脉冲产生器提供一控制信号，以基于第一及第二输入端间的相差，控制该脉冲信号的脉宽。

在两实施例中，较佳电路均包含具有第一比较器的反馈控制环路，该第一比较器用以比较基准信号与反馈信号并产生第一输出信号。提供第二比较器用以比较所说第一输出信号与斜波信号，并基于第一输出信号及斜波信号的交叉点而产生所说第二脉冲信号。反馈电路最好也包含一电流检测电路及一在第一及第二比较器之间的开关电路，该电流检测电路接收反馈信号并产生一触发信号，该开关电路接收该触发器信号，并基于该触发器信号的值，产生第一输出信号或预定最小信号。该基准信号可以包括例如为一信号，该信号为手动产生，以指示传送至负载的所希望的功率。该预定最小电压信号可以包含供给开关的所规划的最小电压，使得在负载上不会发生过电压状态。

同样地，这里所述的两实施例中，均可提供一过电流保护电路，该电路接收反馈信号并基于该反馈信号的值控制该脉冲产生器。也可以提供一过电压保护，以接收来自负载的电压信号及第一输出信号，并比较该来自负载的电压信号与第一输出信号，以基于来自负载的电压信号值来控制脉冲产生器。

本专业技术人员将会知道，虽然以下的详细说明将参考较佳实施例及其使用方法加以说明，但本发明并不是要被限制于这些较佳实施例及其使用方法中。相反的，本发明具有较广的范围并只被随附的权利要求范围所限定。

本发明的其它特点及优点将随以下的详细说明的进行和参考附图会变得很明显，图中各相同编号描述相同元件。

图 1 为传统的直流/交流转换器电路；

图 2 为本发明的直流/交流转换器电路的一较佳实施例；

图 2a-2f 为图 2 电路的典型时序图；

图 3 为本发明的直流/交流转换器电路的另一较佳实施例；

图 3a-3f 为图 3 电路的典型时序图；及

图 4a-4f 为图 2 及图 3 所示电路的仿真图。

虽然并不希望为实例所限定，但以下的详细说明将参考 CCFL 控制板作为本发明电路的负载加以进行。然而，明显地，本发明并不限于仅驱动一个或多个 CCFL，相反，本发明应广泛地理解为独立于一特定应用的特定负载的功率转换器电路和方法。

总而言之，本发明提供使用反馈信号及脉冲信号，可控制地将功率输送至负载的电路，以调整两对开关的导通时间。一对开关被可控制地导通，使得其导通时间重叠，将功率沿着由该对开关所定义的导通路径通过一变压器输送至负载。同样地，当另一对开关为可控制地导通使得其导通时间重叠时，功率沿着该另一对开关所定义的导通路径，（通过一变压器）被输送至负载。因此，通过选择地导通开关及控制开关间的重叠，本发明可以精确地控制被输送至一给定负载的功率。另外，本发明包含过电流及过电压保护电路，其在短路或开路状态下，中断至负载的功率。而且，此处所述的控制开关拓扑结构，使得电路能无关于负载，并使用一无关于变压器配置的谐振效应的单一工作频率而工作，这些特性参考附图在以下加以讨论。

图 2 所示的电路图示出了本发明的相移、全桥、零电压切换功率转换器的较佳实施例。基本上，图 2 所示的电路包含一电源 12，多个开关 80，定义交替导通路径的、安排为对角线形式的开关对，用以驱动每一开关的驱动电路 50，一向驱动电路 50 产生一方波脉冲的扫频器 22，一变压器 TX1（具有由 TX1 的一次侧及 C1 所定义

的相关谐振槽电路) 及一负载。本发明的优点在于它还包含一重叠反馈控制环路 40, 其控制至少每一对开关的导通时间, 由此允许可控制的功率被输送至负载。

电源 12 施加至该系统。开始时, 从该电源产生一偏压/基准信号 30 用于控制电路 (在控制环路 40 中)。最好, 一扫频器 22 产生一 50% 的任务周期脉冲信号, 以一较高频率开始并以一预定速率和预定步骤向下扫频 (即一可变脉冲宽度的方波信号)。扫频器 22 最好为一本领域中已知的可编程的频率产生器。(来自扫频器 22 的) 脉冲信号 90 被输送至 B_驱动电路 (B_Drive) (其驱动开关_B (Switch-B), 即控制开关_B 的栅极), 并被送至 A_驱动电路 (A_Drive), 该驱动电路产生一互补脉冲信号 92 及一斜波信号 26。该互补脉冲信号 92 与脉冲信号 90 相差大约为 180 度, 斜波信号 26 与脉冲信号相差约 90 度, 这将如以下所述。斜波信号最好为一如图中所示的锯齿信号。该斜波信号 26 通过比较器 28 与误差放大器 32 的输出信号 (这里称作 CMP) 相比, 由此产生信号 94。比较器 28 的输出信号 94 同样为一被输送至 C_驱动电路 (C_Drive) 的 50% 的任务脉冲以初始化开关_C (Switch_C) 的导通, 而开关 C 随后又决定开关 B 及 C, 以及, 开关 A 及 D 之间的重叠量。其互补信号 (相差约 180 度) 经由 D_驱动电路 (D_Drive) 施加至开关 D。本专业技术人员可以知道驱动电路_A 电路至驱动电路_D 电路分别连接至开关_A 至开关_D (Switch_D) 的控制线 (例如栅极), 这如这里所述允许每一开关能够可控制地导通。通过调整在开关 B、C 及 A、D 间的重叠量, 完成了灯电流调节。换句话说, 是所说每对开关的导通状态的重叠量决定了在转换器中处理的功率量。因此, 开关 B、C 及开关 A、D 在此将被称为重叠开关。

虽然并不希望被此实施例中的例子所局限, 但 B_驱动电路最好由图腾柱电路, 一般低阻抗运算放大器电路, 或射极跟随器电路所

形成。同样建立 C_驱动电路。既然 A_驱动电路及 D_驱动电路并未直接与地端连接（即为浮动），所以这些驱动电路最好由开机电路 (boot_strap circuit) 或本领域中已知的其它高侧（high-side）驱动电路形成。另外，如上所述，A_驱动电路及 D_驱动电路包含一反相器，以分别反转来自 B_驱动电路及 C_驱动电路的信号（即相位）。

经由一零电压切换技术完成高效工作。四个 MOSFET（开关_A 至开关_D）80 在其本质二极管（D1—D4）导通后而导通，这提供在变压器/电容器（TX1/C1）配置中的能量的电流流动路径，由此当这些开关导通时，在它们上面的电压为零。以此受控的工作，使切换损失为最小而且维持了高效率。

该重叠开关 80 的较佳切换工作参考第 2a-2f 图的时序图。开关_C 在开关 B 及 C 均导通的某些期间断开（图 2f）。断开开关_C 后，槽中流动的电流（参考图 2）现在流过开关_D 中的二极管 D4（图 2e 图）、变压器的一次侧、C1 及开关_B，由此使在电容 C1 及变压器中的电压及电流谐振，作为开关 B 及 C 导通时输送能量的结果（图 2f）。注意必须出现此状态，因为变压器一次侧的电流方向的突变将违反法拉第定律。因此，当开关_C 断开时，电流必须流经 D4。D4 流通时，开关_D 被闭合。同样地，开关_B 断开（图 2a），开关_A 闭合前（图 2e）电流转至与开关_A 相关联的二极管 D1。同样，开关_D 被断开（图 2d），电流目前由开关_A 流经 C1、变压器一次侧及二极管 D3。开关_C 于 D3 导通后（图 2e）被闭合。开关 B 于开关_A 断开后被闭合，这允许二极管 D2 于开关_B 闭合前首先被导通。注意的是呈对角的开关 B，C 及 A，D 的导通时间的重叠决定输送至变压器的能量，如图 2f 所示。

在此实施例中，图 2b 示出仅当开关_A 闭合时产生斜波信号 26。因此，产生斜波信号 26 的驱动电路_A 最好包含一定电流产生器电路（未示出），其包含具有适当时间常数的电容，以产生斜波信号。

为此目的，利用一基准电流（未示出）为该电容充电，且该电容被接地（通过例如一晶体管开关），使得放电速率超出充电速率，由此，产生一锯齿斜波信号 26。当然，如上面所指出的，这可以通过积分脉冲信号 90 来实现，因此，斜波信号 26 可以使用一积分电路（例如运算放大器及电容）来形成。

在点火周期中，在两呈对角的开关之间（即在开关 A、D 及 B、C 间）产生一预定的最小重叠。这产生一由输入至包含 C1、电压器、C2、C3 及 CCFL 负载的槽电路的最小能量。注意的是，负载可以是电阻性的及/或电容性的。驱动频率开始于一预定较高频率，直到其接近槽电路及由变压器的二次侧所反映的等效电路的谐振频率，大量的能量被输送至连接有 CCFL 的负载。由于点火前的高阻抗特征，CCFL 受到来自施加至一次侧的能量的高电压。此电压足以点火 CCFL。CCFL 阻抗降低至其正常的工作值（例如约 100K 欧姆至 130K 欧姆），且基于最小重叠工作被供给一次侧的能量不再足以维持 CCFL 的稳态工作。误差放大器 26 的输出开始其调节功能，以增加该重叠。误差放大器输出的大小决定重叠量。例如：

参考图 2b、2c 及图 2 的反馈环路 40，重要的是注意到当斜波信号 26（由驱动电路_A 产生）等于（由误差放大器 32 所产生之）比较器 28 确定的信号 CMP24 的值时，开关_C 闭合。如图 2b 中的交叉点 36 所示。为了防止短路，开关 A、B、及 C、D 千万不能同时导通。通过控制 CMP 大小，开关 A、D、及 B、C 间的重叠时间，调节被输送至变压器的能量。为了调节输送至变压器的能量（及由此调节输送至 CCFL 负载的能量），通过控制误差放大器的输出 CMP24，开关 C 及 D 相关于开关 A 及 B 作时移。由时序图可以理解，若来自比较器 28 的输出进入开关 C 及 D 的驱动脉冲因增加 CMP 的电平而右移，那么就会实现开关 A、C 及 B、D 之间的重叠的增加，因而，增加输送至变压器的能量。实际上，这相应于较高灯电

流工作 (higher-lamp current operation)。相反地, 开关 C 及 D 的驱动脉冲的左移 (通过降低 CMP 信号) 降低所输送的能量。

为此目的, 误差放大器 32 比较反馈信号 FB 与一基准电压 REF。FB 测量通过检测电阻 R_s 的电流值, 其表示经由负载 20 的总电流。REF 为指示想要负载状况, 例如想要流经负载的电流的信号。在正常工作中, $REF=FB$ 。然而, 若负载状态被故意地由与一 LCD 控制板显示相关联的变光开关所补偿, 则 REF 值会相应地增加/降低。该被比较的值相应地产生 CMP。CMP 值反应负载状况及/或一有意偏压, 并由 REF 及 FB 间的差值 (即 $REF-FB$) 来实现。

为了保护在负载侧的负载及电路不处于开路状态 (例如在正常工作时的开路 CCFL 灯状态), 最好也将 FB 信号与一基准值 (未示出且与上述 REF 信号不同) 在电流检测比较器 42 中相比, 其输出如下所述定义开关 28 的状态。此基准值可以是能编程的, 及/或为使用者可定义的, 并最好反应出系统所允许的最小或最大电流 (例如, 可以额定用于个别元件, 特别是用于 CCFL 负载的)。若反馈 FB 信号与基准信号的值在允许的范围内 (正常工作), 则电流检测比较器的输出为 1 (或高)。这允许 CMP 流经开关 38, 电路如此所述地工作, 以输送功率至负载。然而, 若 FB 信号及基准信号的值在预定范围之外 (开路或短路状态), 则电流检测比较器之输出为 0 (或低), 禁止 CMP 信号流经开关 38。(当然, 可以实现逆过程, 其中开关在 0 状态触发)。直到电流检测比较器指示可允许流经 R_s 的电流, 才由开关 38 (未示出) 提供最小电压 V_{min} 并被施加至比较器 28。相应地, 开关 38 包含用于当检测电流为 0 时, 适当地选择可编程电压 V_{min} 。再次参考图 2b, 此工作的效果是 CMP 直流值降低至额定值, 或者说最小值 (即 $CMP=V_{min}$), 使得在变压器 TX1 上不出现高电压状态。因此, 交叉点 36 被向左移, 由此降低了互补开关 (记住在交叉点 36, 开关_C 导通) 间的重叠量。同样地, 电流检

测比较器 42 当检测值为 0 时（或者其它表示开路状态的预设值）时，被连接至频率产生器 22，以关闭产生器 22。CMP 被馈送至保护电路 62。若 CCFL 在工作中被移去时（开路状态），这是关闭扫频器 22。

为了保护电路不处于过电压状态，本实施例最好包含保护电路 60，以下给出其工作（通过以上所述的 电流检测比较器 42 描述过电流保护）。电路 60 包含一保护比较器 62，其将信号 CMP 与一由负载 20 导出的电压信号 66 相比较。最好是电压信号由如图 2 所示的分压电容 C2 及 C3（与负载 20 并联）所导出。在开路灯状态（open-lamp condition）下，扫频器持续扫频，直到 OVP 信号 66 到达一阈值。OVP 信号 66 取自输出的分压电容 C2 及 C3，以检测变压器 TX1 输出的电压。为了简化分析，这些电容也代表等效负载电容的总电容。阈值为一基准值及电路被设计成使得变压器二次侧的电压大于最小点火电压（例如由 LCD 控制板所需要的电压），而小于变压器的额定电压。当 OVP 超出阈值时，扫频器停止扫频。同时，电流检测 42 在检测电阻 R_s 上检测不到信号。因此，在开关块 38 的输出 24 处的信号被设定在最小值，使得开关 A，C 及 B，D 间的重叠为最小。最好，一旦 OVP 超出临限值时，即开始计时器 64，由此启始一定时计时(time-out)序列。该定时计序列的周期最好依据负载要求（例如 LCD 控制板的 CCFL）加以设计，但也可以被设定为可编程的值。一旦计时时间结束，驱动脉冲被无效，由此，提供转换器电路的安全工作输出。即，电路 60 提供一充足电压以使该灯点火，若该灯未被连接至转换器，则于一定时间段后将被关闭，使得可以避免在输出处的错误的高压。必须有这样一时间段，因为非点火灯类似于开路灯状态。

图 3 及 3a-3f 描绘出本发明的直流/交流电路的另一较佳实施例。在此实施例中，电路以类似于图 2 及 2a-2f 所提供的方式工作，然而，此实施例还包含一锁相环电路（PLL）70，用以控制扫频器 22，及

一触发器电路 62，以定时输入 C_驱动电路的信号。通过时序图可以理解，若通过增加 CMP 的大小，开关 C 及 D 的驱动脉冲右移 50%，就可实现开关 A、C 及 B、D 间重叠的增加，由此，增加了输送至变压器的能量。实际上，这相应于较高灯电流工作（可能正如上述所需的例如 REF 电压的手动增加）。相反地，将开关 C 及 D 的驱动脉冲左移（通过降低 CMP 信号），则减少了被输送的能量。锁相环电路 70 在正常工作下保持反馈电流（经 R_s ）及槽电流（经 TX1/C1）间的相位关系，如图 3 所示。PLL 电路 70 最好包含一来自槽电路（C1 及 TX1 一次侧）的输入信号 98 及 R_s （上述的 FB 信号）。一旦 CCFL 被点火，就经由 R_s 检测 CCFL 中的电流，激活 PLL70 电路，该电路锁定灯电流及一次谐振槽（C1 及变压器一次侧）中的电流间的相位。即，提供 PLL 是用来因象温度作用、机械配置的寄生变化而调整扫频器 22 的频率，所说机械配置例如转换器及 LCD 控制板间的接线，及灯及 LCD 控制板金属架间的距离，这些配置影响电容值及电感值。该系统最好保持在谐振槽电路及流经 R_s （负载电流）的电流间的相差为 180 度。因此，不管特定的负载状况及/或谐振槽电路的工作频率，该系统能找到一最佳工作点。

图 3 的反馈环的工作类似于以上对图 2 的说明。然而，如图 3b 所示，此实施例通过触发器 72 和 C_驱动电路计时起始信号的输出。例如，在正常工作时，误差放大器 32 的输出经控制开关块 38（如上所述）被反馈，结果为信号 24。通过比较器 28 及触发器 72 得到开关 A、C 及 B、D 间的一定的重叠量，该触发器 72 驱动开关 C 及 D（记住 D_驱动电路产生 C_驱动电路的互补信号）。这为 CCFL（控制板）负载提供了稳态工作。考虑在正常工作时移去 CCFL（控制板），CMP 被升高至误差放大器的输出的边界值(rail of output)并立即触发保护电路。此功能在点火时被禁止。

大体参考图 3a-3f，在此实施例中，经由 C_驱动电路及 D_驱动

电路交替触发开关 C 及 D 作为触发器电路 72 的工作结果。如图 3b 所示，触发器每隔一次触发，由此初始化 C_驱动电路（且，相应地，为 D_驱动电路）。计时则如前述参考图 2a-2f，以相同方式工作。

现参考图 4a-4f，仿真图 2 或 3 的输出电路。例如，图 4a 显示在 21 伏输入时，当扫频器接近 75.7KHz (0.5 微秒重叠) 时，输出到达 $1.67KV_{p-p}$ ，若 CCFL 需要 $3300V_{p-p}$ 点火，则此电压不足以打开 CCFL。当频率降至比如 68KHz 时，最小重叠在输出产生约 $3.9KV_p$ ，这足以点火 CCFL。如图 4b 中所示。在此频率，重叠增加至 1.5 微秒，使得输出约 $1.9KV_{p-p}$ ，以运行 130K 欧姆的灯阻抗。这在图 4c 中已经示出。在另一实例中，图 4d 示出在输入电压为 7 伏时的工作。在 71.4KHz 时，在灯被打火前，输出为 $750V_{p-p}$ 。当频率降低时，输出电压增加，直到灯点火为止。图 4e 示出在 65.8KHz 时，输出达到 $3500V_{p-p}$ 。CCFL 电流的调节通过调节重叠加以完成，以在点火后，支持 130K 欧姆的阻抗。目前 CCFL 上的电压对于 $660V_{rms}$ 的灯来说为 $1.9KV_{p-p}$ 。这也如图 4f 所示。虽然未示出，图 3 的电路的仿真表现为类似方式。

应注意的是第一及第二实施例的差别（即在图 3 中加入触发器及 PLL）将不会影响在图 4a-4f 中提出的整体工作参数。然而，决定加入 PLL 是考虑在电路中的非理想阻抗，且可以被作为图 2 中所示电路的替代电路而加入。同时，加入触发器允许除去上述的常电流电路。

因此，明显地已经提供了一高效可适型的直流/交流转换电路，其满足于这里所提出的目标。对本专业技术人员来说，很明显可以进行一些修改。例如，虽然本发明已经描述使用 MOSFET 作为开关，但本专业技术人员可以知道整个电路可以使用 BJT 晶体管，或任意类型晶体管的组合，包含 MOSFET 及 BJT 加以构建。其它修改也是可能的。例如与驱动电路_B 及驱动电路_D 关联的驱动电路可以由

共集极电路组成，因为相关联的晶体管与地端连接，因此，并不会出现浮置状态。这里所述的 PLL 电路最好为本专业已知的一般的 PLL 电路 70，经适当地修改，以如上所述接受输入信号并产生控制信号。脉冲产生器 22 最好为一脉宽调制电路（PWM）或频宽调制电路（FWM），此两者在本专业中均是为人所熟知的。同样地，保护电路 62 及定时器均由已知电路构成并适当加以修改，以如此所述进行工作。其它电路对于本专业技术人员将会很明显，而且，所有这些修改均被视为在本发明的精神及范围内，本发明的范围仅由随附的权利要求所限定。

说明书附图

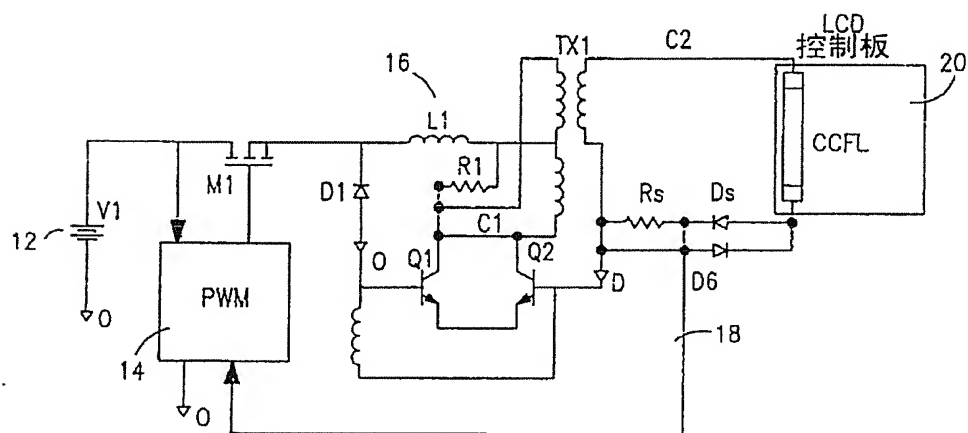


图1

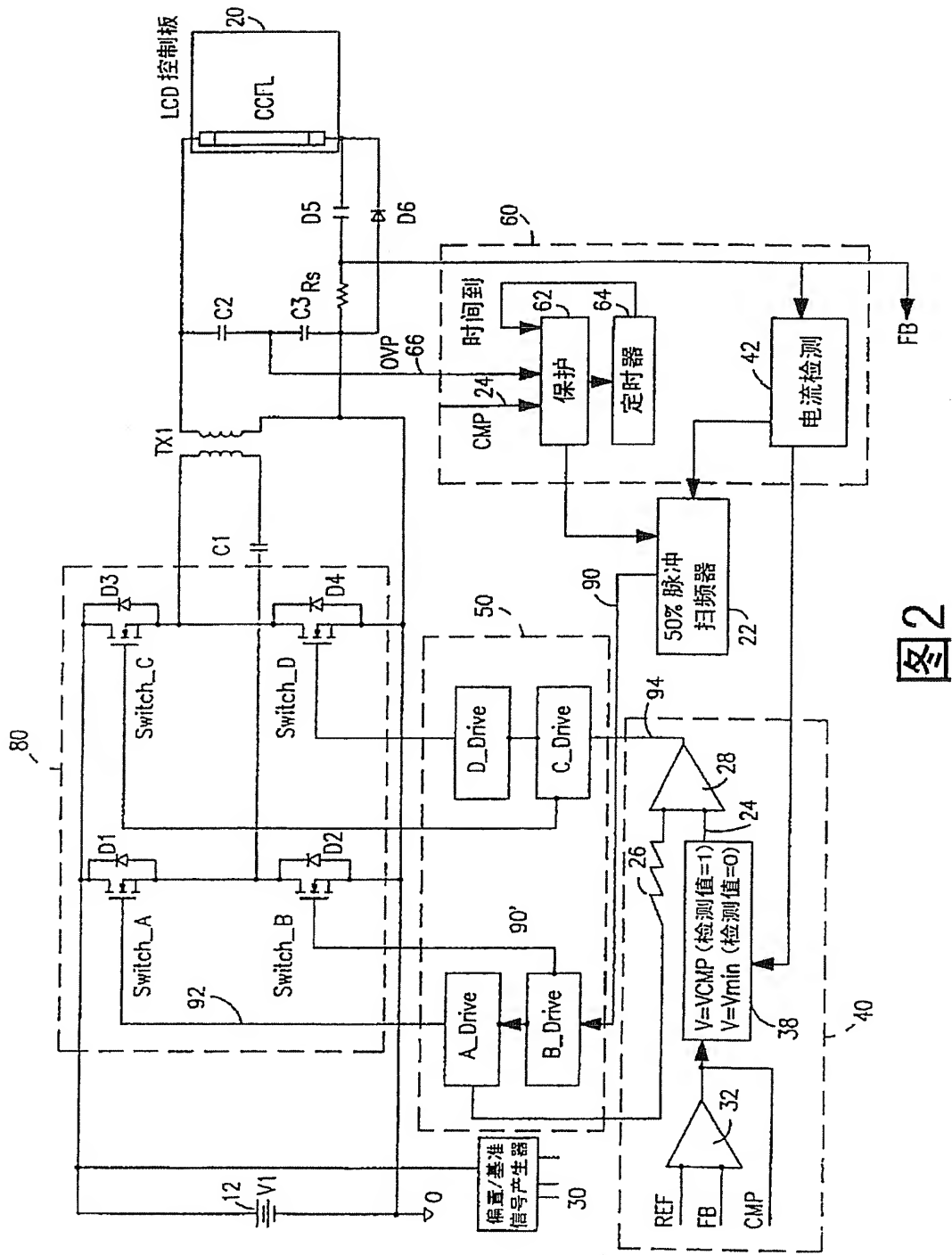


图2

图2a

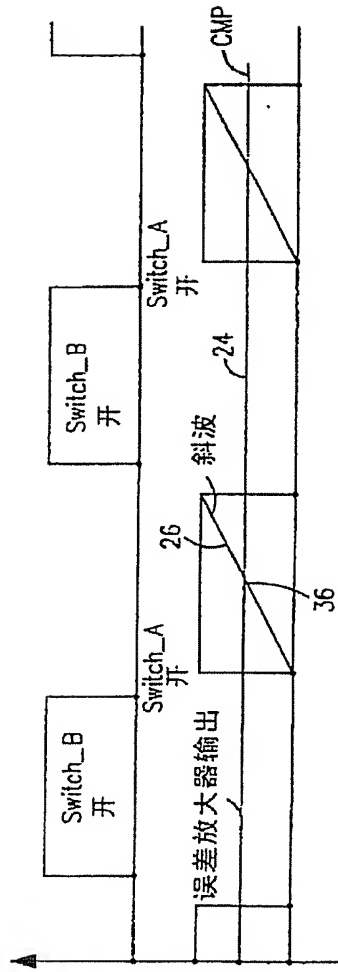


图2b

图2c

图2d

图2e

图2f

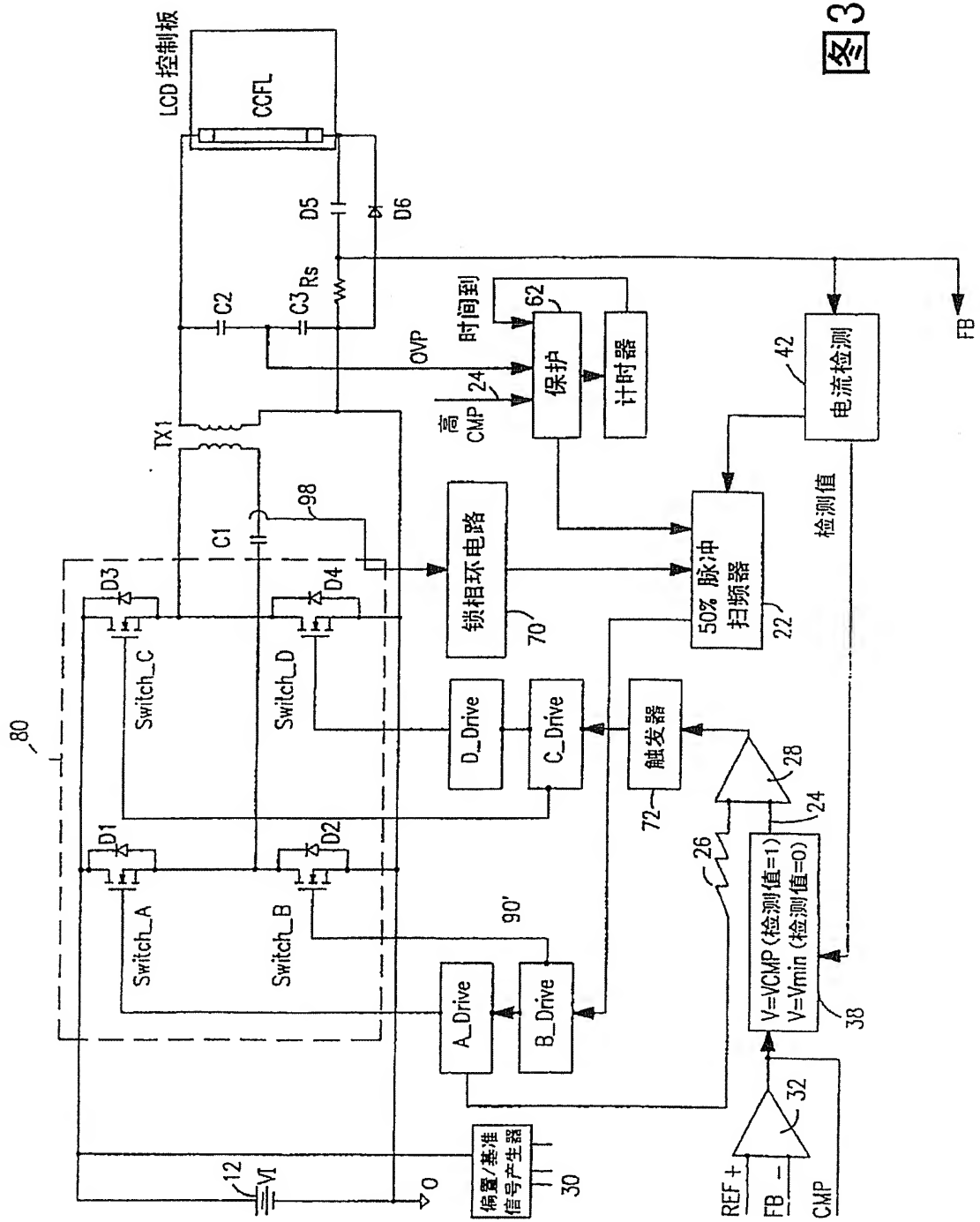
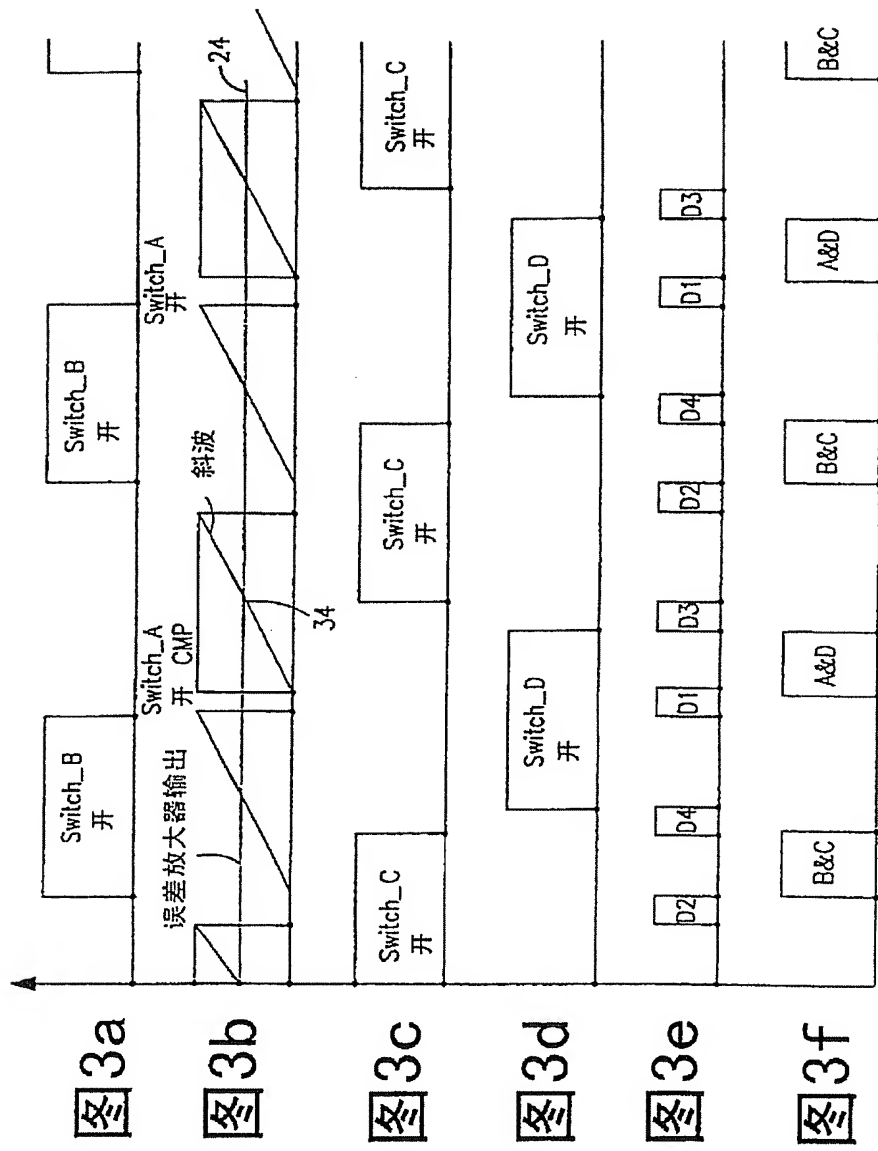


图3



21V 输入; 75.7KHz, 不足点火电压

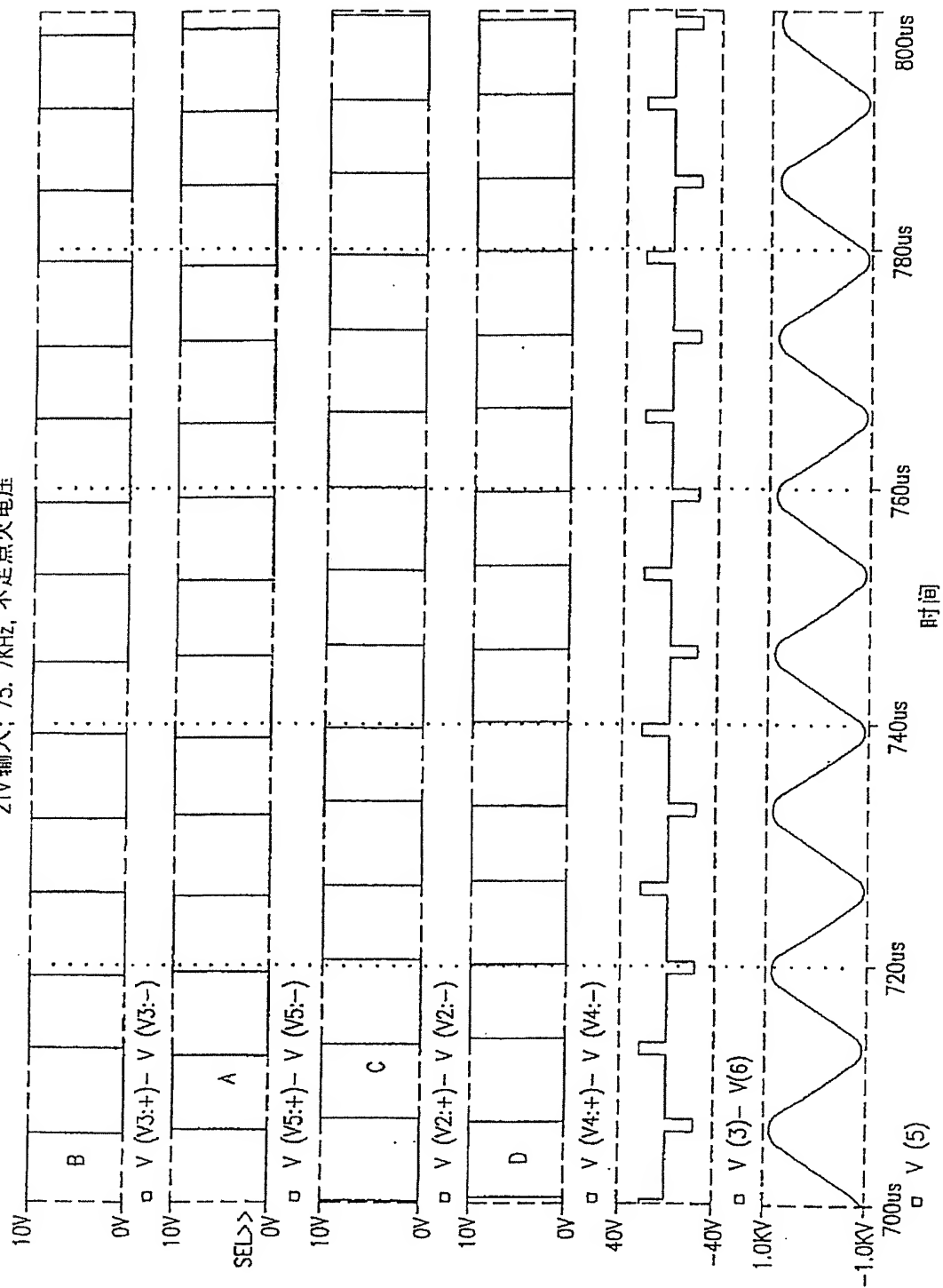


图4a

21V 输入：68KHz, 完全满足点火电压

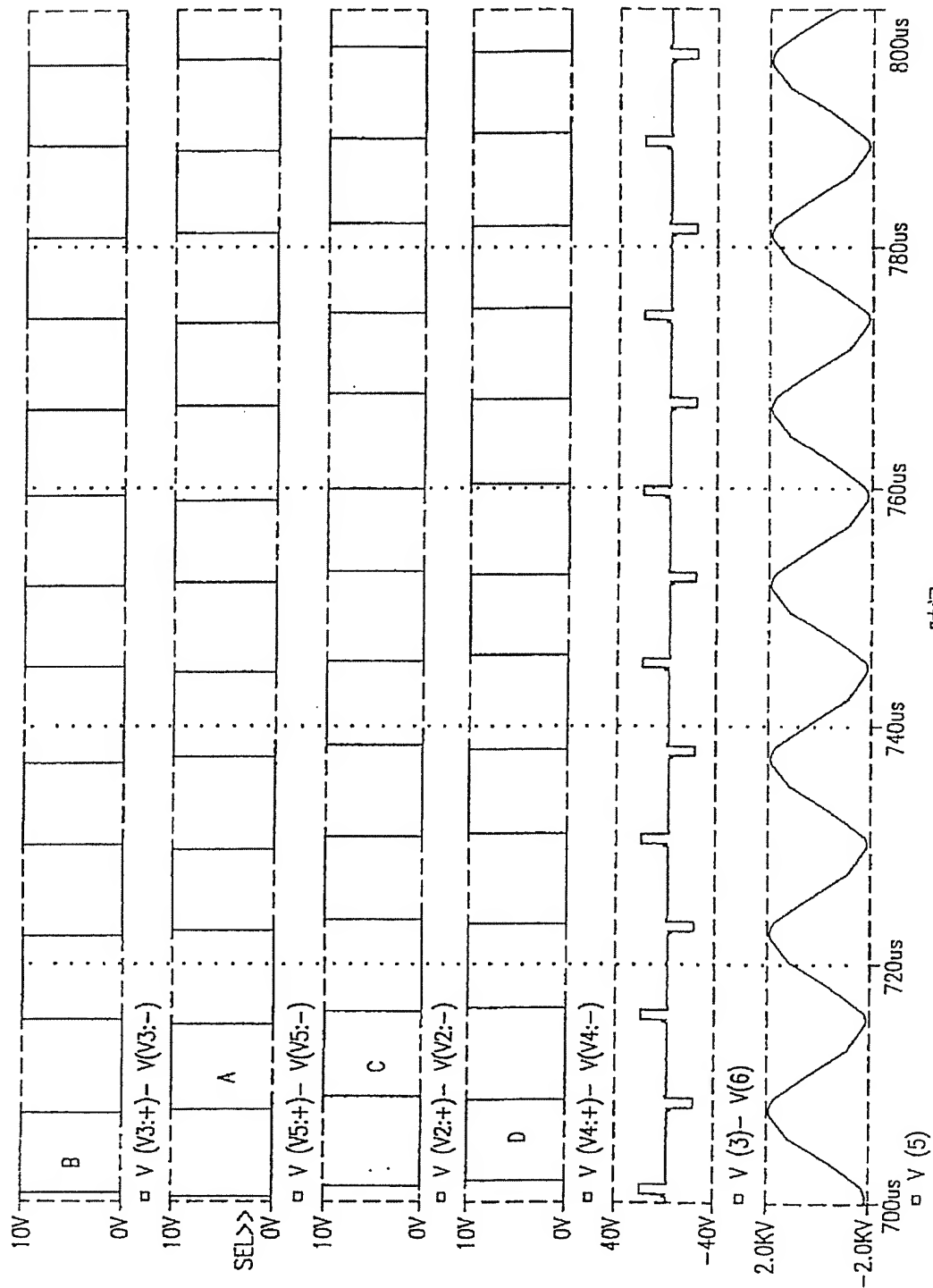


图 4b

21V输入; 68KHz, 灯正常工作

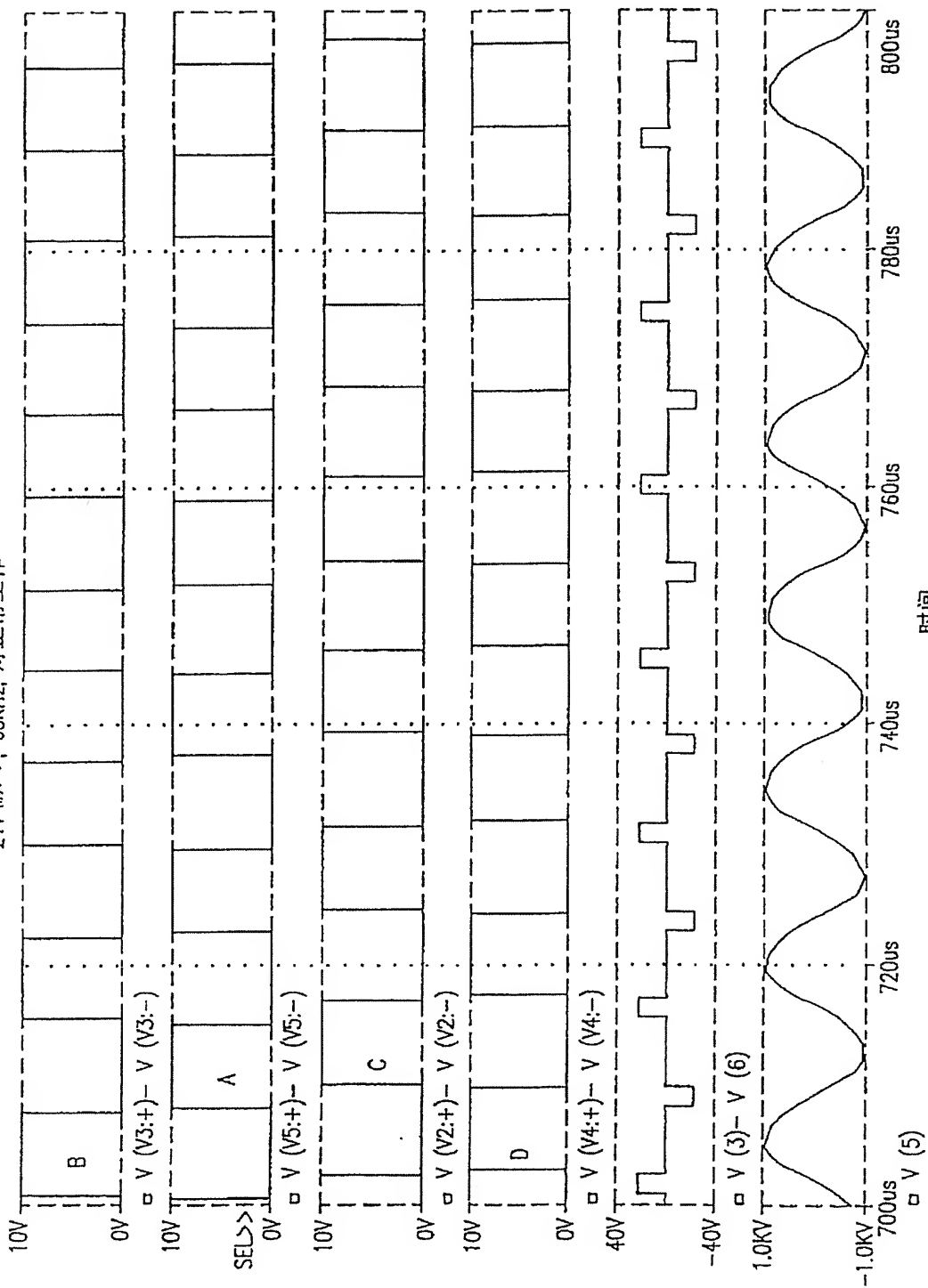


图 4C

7V输入; 71.4KHz, 电压不足以点火

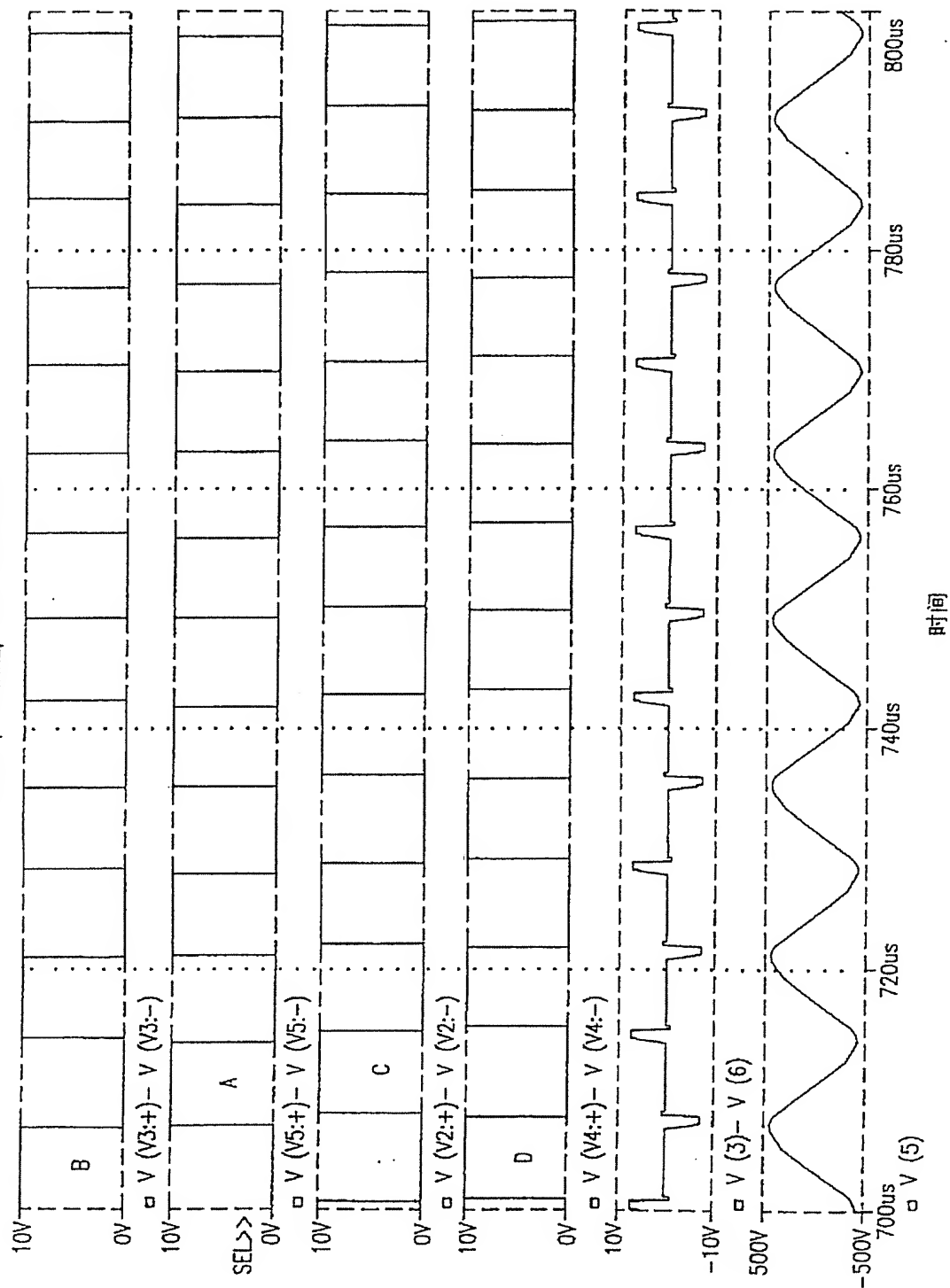


图4d

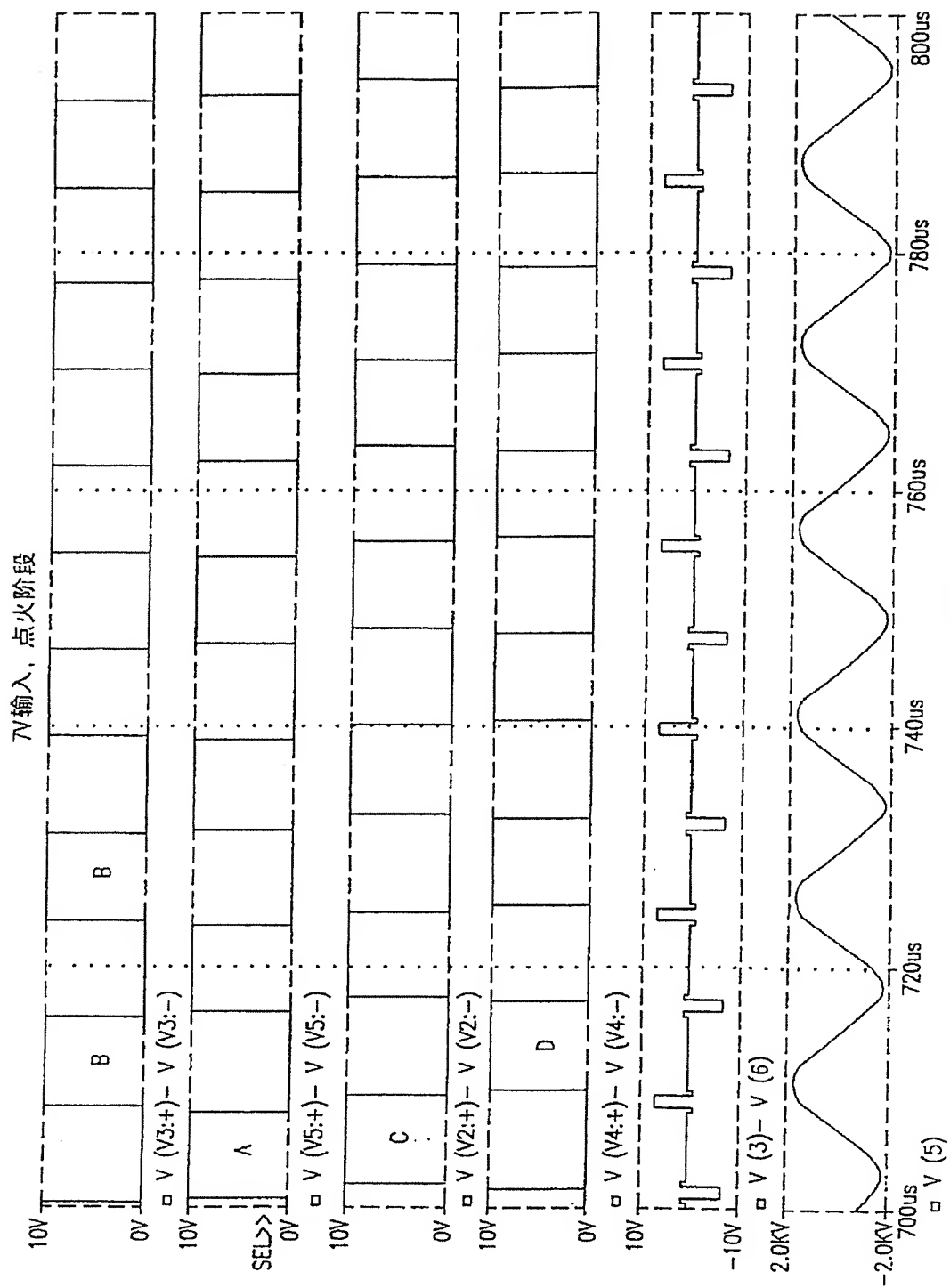


图 4e

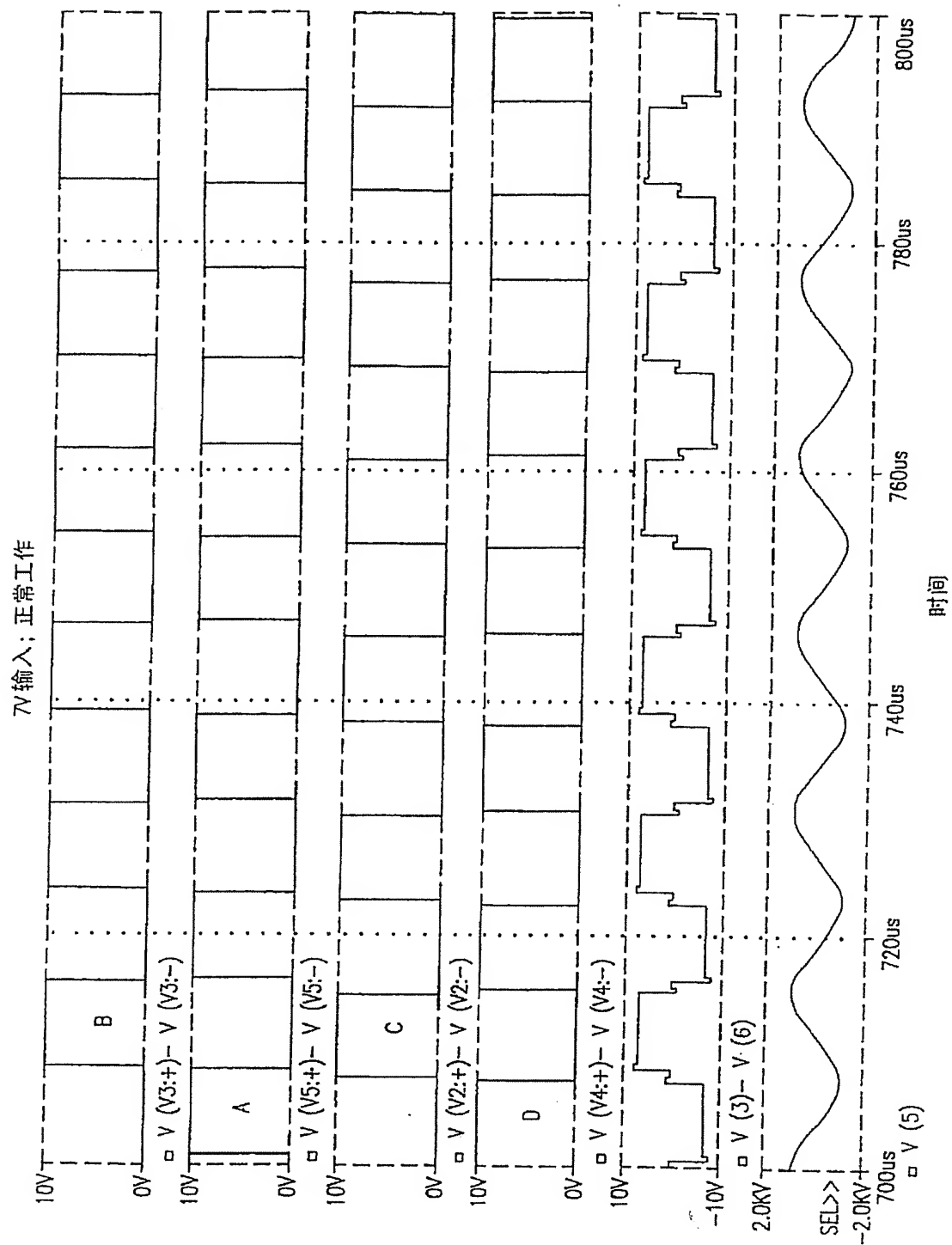


图4f